

第2正相式(逆相式)消弧装置の 第2正相インピーダンス特性

小林 惟 康・山水 秀 一 郎

工学部電気工学科

1. 緒 言

我国に於ける送電線路の1杆当りの年間故障回数は米国と殆んど変わらないにもかかわらず、機器の焼損率は米国の約百倍である。これは我国の送電線路が国土の形状に制約されて、系統中性点を直接々地となし得ないことに起因する。

筆者等は送電線路に於ける諸種の故障現象を解析した結果、昭和26年に第2正相——所謂逆相のことである——系統の直列共振を利用する消弧装置、即ち第2正相式消弧装置の着想を得た。しかして此の消弧装置により系統を補償した中性点直接々地の送配電方式を考えた。山形大学紀要(工学)第2巻第1号に於いて、此の消弧装置により補償された系統の動作特性に就き、理論的解析を発表した。

此の消弧装置により補償された系統の主なる長所は

(1) 故障の大部分を占める1相地絡の際に、系統中に零相電流が流れないので、他系統への誘導障害が無い。

従って、系統中性点を直接々地とすることが出来る。此のために、上記の損害を軽減し、且つ、系統の絶縁レベルを下げて、建設費を引下げ得る。

(2) 故障電弧を消滅して、系統の過渡安定度を大ならしめる。

(3) 永久地絡、相間短絡の際に、系統中に流れる第2正相電流が非常に小さいので、同期機が脱調しない。即ち系統安定度が大きい。

のみならず、系統電圧波形が乱れないので系統擾乱が無い。

(4) 2相間短絡故障に対しても消弧力がある。

(5) 消弧装置を調相機として兼用することが出来る。

斯様な長所のために、第2正相式消弧装置で補償された系統は中性点を直接々地とすることが出来、しかも従来の中性点直接々地の不利益——即ち(イ)他系統への誘導障害が大きい、(ロ)遮断器の負担が大となる。——を免かれている。

のみならず元来が消弧装置補償系統であるから、その利益も甚だ大きい。消弧装置には、消弧線輪、或いは消弧変圧器等従来の零相式のものがあるが、是等には上記(1)、(3)、(4)、或いは(5)に挙げた様な長所が無い。

斯様なことを考えると第2相式消弧装置が如何に優れているかが判る。

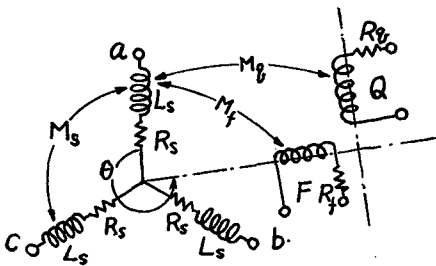
第2正相式消弧装置は界磁巻線を2相式とした非凸極同期機であって、両界磁巻線は可変静電容量で短絡し、消弧装置の第2正相インピーダンスを調整する。而して両界磁巻線的作用により、第2正相電流が流れても端子電圧波形が乱れるのを抑圧し、消弧力が大となる様にしてある。

本文では本消弧装置の特性を理論的に導き、次に試験機に就いて、第2正相インピーダ

ンスを実測, 更に電圧, 及び電流波形を観測して, 実験結果の傾向がよく理論に合うことを述べた。

2. 消弧装置としての二相巻界磁巻線を有する非凸極同期機

回転子は円筒形の非凸極で界磁巻線は空間的に $\frac{\pi}{2}$ の角度で配置した主界磁巻線 F 及び第二界磁巻線 Q よりなり固定子は対称三相式の電機子である, 簡単のために, (i) 固定子と回転子との間の空隙一様で溝歯の影響及び磁気飽和無視 (ii) 固定子と回転子巻線間の相互インダクタンスは回転子の回転により正弦的に変化する。(iii) 回転子の回転速度を一定とする。と仮定し定数を次の様に定める。



第2.1図

L_s : 固定子巻線 1 相の自己インダクタンス, M_s : 固定子巻線相間の相互インダクタンス, L_f, L_q : 主界磁巻線 F 及び第 2 界磁巻線 Q の自己インダクタンス,

M_f : 固定子 a 相と主界磁巻線 F の磁軸が一致したときの両巻線間の相互インダクタンス, M_q : 固定子 a 相と第 2 界磁巻線 Q の磁軸が一致したときの両巻線間の相互インダクタンス, θ : 主界磁巻線が a 相巻軸線と

なす角で回転子の回転角速度を ω とすれば $\theta = \omega t$ である, R_s : 固定子巻線 1 相当りの抵抗, R_f, R_q : 主界磁回路及び第 2 界磁回路抵抗とすれば固定子 a 相及び界磁 f 相について次の電圧関係式が成立する。

$$\left. \begin{aligned} v_a &= p[L_s i_a - M_s i_b - M_s i_c + M_f \cos \theta \cdot i_f + M_q \cos(\theta - \frac{\pi}{2}) \cdot i_q] + R_s i_a \\ v_f &= p[M_f \cos \theta \cdot i_a + M_f \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \cdot i_b + M_f \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \cdot i_c + L_f i_f] + R_f i_f \end{aligned} \right\} \dots\dots 2.1$$

その他の相も同様にサイクリックに求まる。但し $p = \frac{d}{dt}$ であり電機子相間の相互インダクタンス M_s の符号は, 固定子 a 相に電流を流して, b 相の巻線に鎖交する磁束の方向は b 相自身の磁束の方向と逆になるから負にとる。また界磁回路二相巻線間の相互インピーダンスは線輪が互に直交して居るので零とする。

演算上, 固定子と回転子を別々にして考え先ず固定子 a, b , 及び c 相の電圧電流を a 相を基準として対称分に分解する。

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} v_{a0} \\ v_{a1} \\ v_{a2} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} R_s + p(L_s - 2M_s) & 0 & 0 \\ 0 & R_s + p(L_s + M_s) & 0 \\ 0 & 0 & R_s + p(L_s + M_s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{a0} \\ i_{a1} \\ i_{a2} \end{bmatrix} \\ &+ \frac{p}{2} \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ M_f e^{j\theta} & M_q e^{j(\theta - \frac{\pi}{2})} \\ M_f e^{-j\theta} & M_q e^{-j(\theta - \frac{\pi}{2})} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_f \\ i_q \end{bmatrix} \dots\dots 2.2 \end{aligned}$$

回転子について同様に対称分に分解すれば

$$\begin{bmatrix} v_f \\ v_q \end{bmatrix} = \frac{3}{2} p \begin{bmatrix} 0 & M_f \varepsilon^{-j\theta} & M_f \varepsilon^{j\theta} \\ 0 & M_q \varepsilon^{-j(\theta-\frac{\pi}{2})} & M_q \varepsilon^{j(\theta-\frac{\pi}{2})} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{a0} \\ i_{a1} \\ i_{a2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} R_f + pL_f & 0 \\ 0 & R_q + pL_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_f \\ i_q \end{bmatrix} \quad \dots\dots 2.3$$

となる。今界磁回路に電源等の外部インピーダンスを接続する場合に、それらの値を R_f , L_f の中に含ませて、かつ簡便のため直流励磁をせず交流的にのみ考えれば、 $v_f = v_q = 0$ と置く。よって界磁電流 i_f は 2.3式から次式となる。

$$i_f = \frac{-1}{R_f + pL_f} \left[\frac{3}{2} p M_f \varepsilon^{-j\theta} i_{a1} + \frac{3}{2} p M_f \varepsilon^{j\theta} i_{a2} \right]$$

これに変移定理を適用して指数関数を微分オペレータ p の左側に移すと、

$$i_f = - \frac{\frac{3}{2} M_f \varepsilon^{-j\theta} (p-j\omega) i_{a1}}{R_f + (p-j\omega)L_f} - \frac{\frac{3}{2} M_f \varepsilon^{j\theta} (p+j\omega) i_{a2}}{R_f + (p+j\omega)L_f} \quad \dots\dots\dots 2.4$$

及び

$$i_q = - \frac{\frac{3}{2} M_q \varepsilon^{-j\theta} (p-j\omega) i_{a1}}{R_q + (p-j\omega)L_q} + \frac{\frac{3}{2} M_q \varepsilon^{j\theta} (p+j\omega) i_{a2}}{R_q + (p+j\omega)L_q} \quad \dots\dots\dots 2.5$$

となり、これらの式を 2.2 式に代入して整理すると次式となる。

$$\begin{bmatrix} v_{a0} \\ v_{a1} \\ v_{a2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{00} & 0 & 0 \\ 0 & Z_{10} & Z_{22} \\ 0 & Z_{11} & Z_{20} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{a0} \\ i_{a1} \\ i_{a2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + p(L_s - 2M_s) & 0 & 0 \\ 0 & R_s + p(L_s + M_s) - \frac{3}{4} p(p-j\omega) \left[\frac{M_f^2}{R_f + (p-j\omega)L_f} + \frac{M_q^2}{R_q + (p-j\omega)L_q} \right] & 0 \\ 0 & -\frac{3}{4} \varepsilon^{-j2\theta} (p-j2\omega)(p-j\omega) \left[\frac{M_f^2}{R_f + (p-j\omega)L_f} - \frac{M_q^2}{R_q + (p-j\omega)L_q} \right] & 0 \\ -\frac{3}{4} \varepsilon^{j2\theta} (p+j2\omega)(p+j\omega) \left[\frac{M_f^2}{R_f + (p+j\omega)L_f} - \frac{M_q^2}{R_q + (p+j\omega)L_q} \right] & 0 & R_s + p(L_s + M_s) - \frac{3}{4} p(p+j\omega) \left[\frac{M_f^2}{R_f + (p+j\omega)L_f} + \frac{M_q^2}{R_q + (p+j\omega)L_q} \right] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{a0} \\ i_{a1} \\ i_{a2} \end{bmatrix} \quad \dots\dots\dots 2.6$$

これが電機子側より見た界磁二相巻同期機の基本式である。したがって上式より次のこと

が求まる。

(i) 零相インピーダンス Z_{i0} は

$$i_{a1} = i_{a2} = 0 \text{ で } i_{a0} \text{ のみ流すに要する電圧より } Z_{i0} = \frac{v_{a0}}{i_{a0}} = Z_{00}$$

$$\text{即ち } Z_{i0} = R_s + j\omega(L_s - 2M_s) \dots\dots\dots 2.7$$

(但し i は相の名称)

(ii) 正相インピーダンス Z_{i1} は回路に正相電流 ($i_{a0} = 0$, $i_{a1} = \frac{i}{2} \epsilon^{j\theta}$, $i_{a2} = \frac{i}{2} \epsilon^{-j\theta}$)

を流したときに生ずる端子電圧と電流の比として表わされるから $Z_{i1} = R_s + j\omega(L_s + M_s)$

(iii) 第2正相インピーダンス Z_{i2} は

回路に第2正相電流 $i_{a0} = 0$, $i_{a1} = \frac{i}{2} \epsilon^{-j\theta}$, $i_{a2} = \frac{i}{2} \epsilon^{j\theta}$ を流したときの端子電圧を求めれば

$$\left. \begin{aligned} v_{a2} = & \left\{ R_s + j\omega(L_s + M_s) + \frac{3}{2} \omega^2 \left[\frac{M_f^2}{R_f + 2j\omega L_f} + \frac{M_g^2}{R_g + 2j\omega L_g} \right] \right\} \frac{i}{2} \epsilon^{j\theta} \\ & + \frac{9}{2} \omega^2 \left[\frac{M_f^2}{R_f - 2j\omega L_f} - \frac{M_g^2}{R_g - 2j\omega L_g} \right] \frac{i}{2} \epsilon^{-j3\theta} \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots 2.9$$

$$v_{a1} = \overline{v_{a2}}$$

となり右辺第一項の基本波の第2正相電圧と第2項の3倍高調波の正相電圧の和となる。したがって凸極機の場合と同じく歪波となり対称機のように電圧、電流の比より簡単に第2正相インピーダンスは求まらない。

しかし両界磁巻線定数を等しくとれば 2.6 式より Z_{22} , 及び Z_{11} は零となるので, 電機子電流に第2正相分 i_{a2} を含んで居ても正相電位 v_{a1} は第3高調波分を含まず端子電位も純正弦波となる。斯くすればインピーダンス・マトリックスは対角マトリックスとなって対称三相機として取扱うことが出来る。したがって電圧電流の比より簡単に第2正相インピーダンスは求まり次式となる。

$$Z_{i2} = R_s + j\omega(L_s + M_s) + \frac{3\omega^2 M_f^2}{R_f + j2\omega L_f} \dots\dots\dots 2.10$$

次に上式に於いて分母の誘導性リアクタンスを容量性リアクタンスで打消せば分母は可及的に小さく出来るから——即ち界磁回路の共振を意味する——第2正相インピーダンスは更に大きくなりこの場合次式が得られる。

$$Z_{i2} = R_s + j\omega(L_s + M_s) + \frac{3\omega^2 M_f^2}{R_f + j(2\omega L_f - \frac{1}{2\omega C})} \dots\dots\dots 2.11$$

即ち界磁回路に静電容量を接続することにより正相インピーダンスを変えることなしに第二正相インピーダンスのみ変化出来る, また系統中に大きな第二正相電流が流れても端子電位の波形が乱れないから勿論線電流も乱れず, 系統の第2正相回路の直列共振を利用した消弧装置として用いられる訳である。

従って次項に界磁に挿入した静電容量によって如何に第2正相インピーダンスが変化出来るかを, 又正弦波発電機としての条件及び実側との比較を行って見る。

3. 故障時に於けるひずみ率の計算

前章にて述べたように界磁を2相巻にし、夫々の定数を等しくすれば第2正相電流を流しても高調波成分が生ぜず純正弦波発電機として働かす。これを確かめるために故意に1線地絡、線間短絡を行ない、二相の界磁回路の条件を変えて、このため生ずる電圧電流のひずみ率の計算と実測を行う。

3.1 1線地絡（第4.6図参照）

発電機起電力を E_a とすれば端子電圧 v_a , v_b 及び v_c は 2.6 式を用いて次の様になる。

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = E_a \begin{bmatrix} 1 \\ \gamma^{-1} \\ \gamma^{-2} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & \gamma^{-1} & \gamma^{-2} \\ 1 & \gamma^{-2} & \gamma^{-2.2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Z_{00} & 0 & 0 \\ 0 & Z_{10} & Z_{22} \\ 0 & Z_{11} & Z_{20} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{a0} \\ i_{a1} \\ i_{a2} \end{bmatrix} \dots\dots\dots 3.1$$

これに発電機の a 相端子地絡の条件, $v_a = 0$, $i_b = i_c = 0$, より $i_{a0} = i_{a1} = i_{a2} = \frac{i_a}{3}$ を代入すると地絡電流 i_a は

$$i_a = \frac{3 E_a}{Z_{00} + Z_{10} + Z_{11} + Z_{22} + Z_{20}} \dots\dots\dots 3.2$$

ここで起電力は勿論正弦波であるから $E_a = v e^{j\theta}$ として上式に代入し整理すれば

$$i_a = \frac{3 v e^{j\theta}}{\xi_1 + \xi_2 e^{j2\theta}} \quad (\text{但し, } \theta = \omega t \text{ であるから } p = j\omega \text{ となる})$$

$$\xi_1 = R_s + j\omega L_s + \frac{\omega^2}{2} \left[\frac{M_f^2}{R_f + 2j\omega L_f} + \frac{M_g^2}{R_g + 2j\omega L_g} \right]$$

$$\xi_2 = \frac{3}{2} \left[\frac{\omega^2 M_f^2}{R_f + 2j\omega L_f} - \frac{\omega^2 M_g^2}{R_g + 2j\omega L_g} \right]$$

ここで $|\xi_1| / |\xi_2| < 1$ であるから展開して

$$i_a = \frac{3 v}{\xi_1} \left[e^{j\theta} - \frac{\xi_2}{\xi_1} e^{j3\theta} + \left(\frac{\xi_2}{\xi_1} \right)^2 e^{j5\theta} - \dots\dots \right]$$

となる。

従って電流波形のひずみ率 K_1 は

$$K_1 = \sqrt{\left(\xi_2 / \xi_1 \right)^2 + \left(\xi_2 / \xi_1 \right)^4 + \left(\xi_2 / \xi_1 \right)^6 + \dots\dots} \times 100\% \dots\dots\dots 3.3$$

3.2 線間短絡（第4.9図参照）

電機子端 b, c 間を短絡したもの条件 $v_b = v_c$, $i_a = 0$, $i_b = -i_c$ を 3.1 式に代入して

$$\text{短絡電流 } i_b \text{ は } i_b = \frac{3}{\gamma - \gamma^2} \cdot \frac{E_a}{Z_{10} - Z_{22} - Z_{11} + Z_{20}} \dots\dots\dots 3.4$$

起電力は前項同様に $E_a = v e^{j\theta}$ とすれば

$$i_b = -j \sqrt{3} \frac{v e^{j\theta}}{\eta_1 + \eta_2 e^{j2\theta}}$$

但し

$$\eta_1 = 2R_s + 2j\omega(L_s + M_s) + \frac{3}{2} \left[\frac{\omega^2 M_f^2}{R_f + 2j\omega L_f} + \frac{\omega^2 M_g^2}{R_g + 2j\omega L_g} \right]$$

$$\eta_2 = \frac{9}{2} \left[\frac{\omega^2 M_f^2}{R_f + 2j\omega L_f} - \frac{\omega^2 M_g^2}{R_g + 2j\omega L_g} \right]$$

ここで

$$|\eta_2|/|\eta_1| < 1 \text{ なる故に展開して}$$

$$i_b = \frac{-j\sqrt{3}}{\eta_1} v \left[e^{j\theta} + \left(\frac{\eta_2}{\eta_1} \right) e^{j3\theta} + \left(\frac{\eta_2}{\eta_1} \right)^2 e^{j5\theta} + \dots \right]$$

したがって線間短絡電流のひずみ率 K_2 は

$$K_2 = \sqrt{\left(\frac{\eta_2}{\eta_1} \right)^2 + \left(\frac{\eta_2}{\eta_1} \right)^4 + \left(\frac{\eta_2}{\eta_1} \right)^6 + \dots} \times 100\% \quad \dots\dots\dots 3.5$$

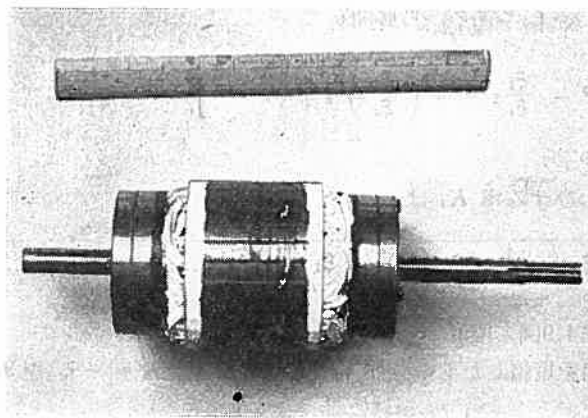
となる。

4. 第2正相インピーダンス及び線電流のひずみ率の測定

4.1 第2正相インピーダンスの実測

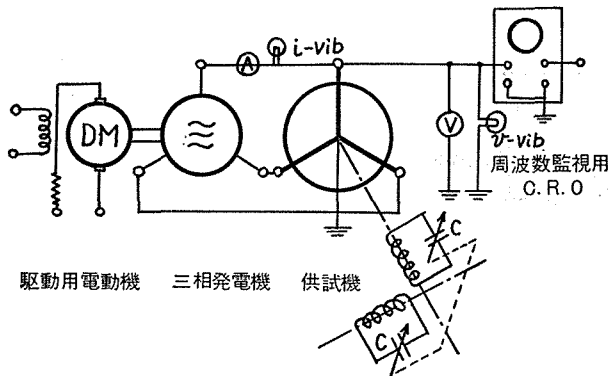
前述のように界磁回路のインダクタンスと挿入した静電容量が2倍の周波数で共振する条件の附近で、第2正相インピーダンスが増大する。今これを確めるために次の実験を行う。

供試機は三相籠形誘導電動機(220V 1HP)を改造し、固定子は三相Y接続中性点を引出す、回転子は溝を切り2相巻線型に改装し両側に各相のスリップリングを取付ける。その外観を第4.1図に示す。

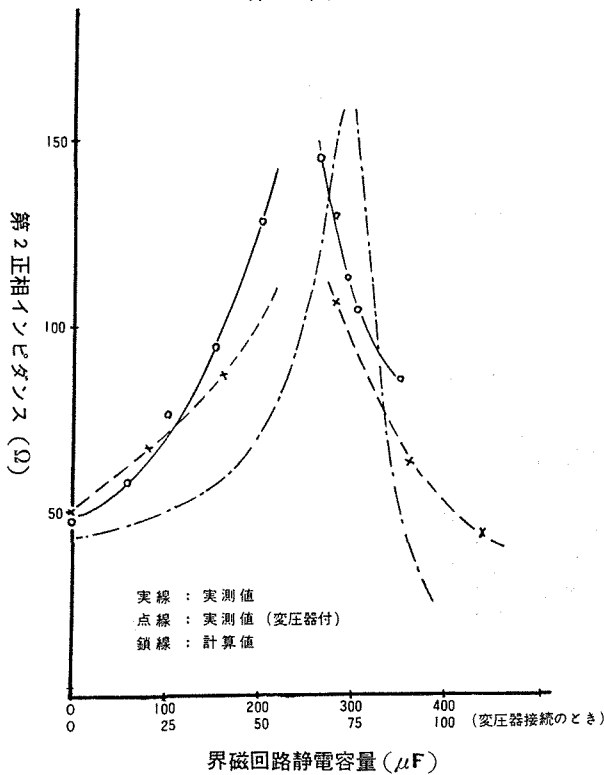


4.1 図

先ず第4.2図(p.193)の結線で供試機と直結の発電機より供試機に相回転の反対な電圧を加え、そのとき両界磁に等しい静電容量を接続する。簡略のため直流励磁無しに外部より回転子を同期速度に回転し受動網的に考える。



第4.2図



第4.4図

量性のインピーダンスが得られる。最大値は大略界磁回路が共振する条件であり、計算値との一致を見ないが同一傾向の曲線が得られた。

4.2 線電流のびずみ率の実測

ひずみ率の測定には実際消弧装置として働いた場合の故障電流より求めればよいが、界磁回路の静電容量の問題（これについては後述する）より直流励磁が問題となるので、簡便のため静電容量を取り去り、抵抗を挿入してその変化により両界磁の条件を変えた。以下にこの場合について述べる。

(a) 1線地絡

この状態で界磁回路の静電容量をパラメータにとり電圧電流及び両界磁巻線電流の電磁オシログラフ写真を第4.3図（別刷）に示す。

前述のように両界磁回路のインピーダンスが等しければ対称機と同じなので、波形が乱れないことは波形写真第4.3図より了解出来る。従って電圧電流の比より求めた第2正相インピーダンスを第4.4図に示す。図中鎖線は第2.11式から求めた計算値で定数は実測により次の様である。

$$R_g = R_f = 0.89 \, \Omega$$

$$L_g = 0.19 \, H$$

$$L_f = L_g = 0.034 \, H$$

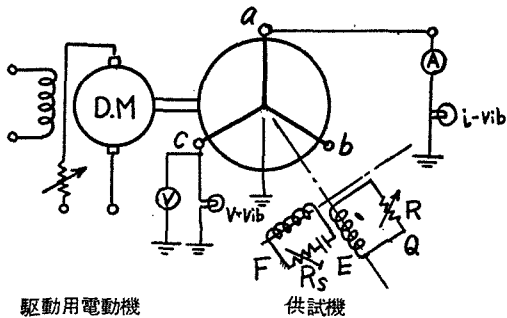
$$M_f = M_g = 0.045 \, H$$

$$R_s = 2.63 \, \Omega$$

$$M_s = 0.069 \, H$$

また点線は単相変圧器を變成器（1；2）として使用し、静電容量の低減をはかったときの測定値で波形写真を第4.5図（別刷）に示す。4.4図より明かな様に界磁回路の静電容量に対して第2正相インピーダンスは反共振特性を示し、静電容量を加減することにより任意の大きさの誘導性、容

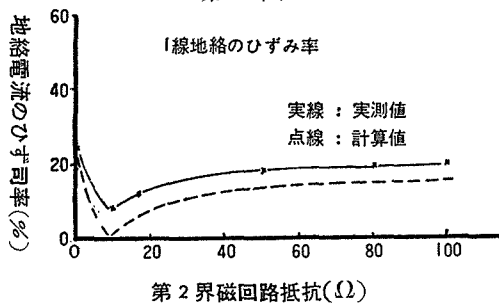
供試機を直流電動機で回転し界磁巻線 F を励磁回路として直流励磁し、同じく Q 回



駆動用電動機

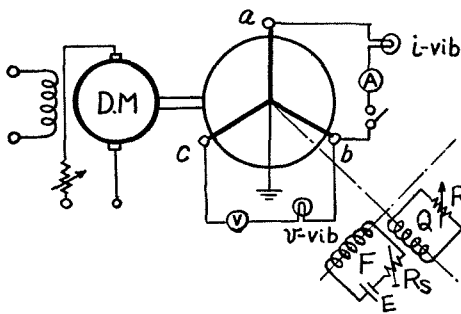
供試機

第4.6図

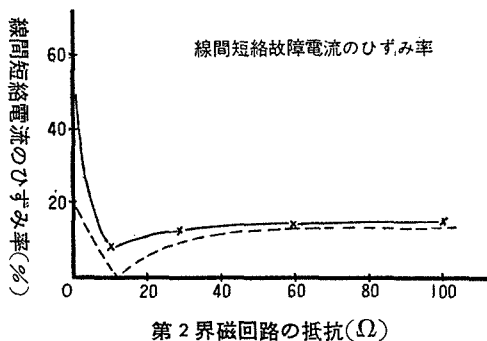


第2界磁回路抵抗(Ω)

第4.8図



第4.9図



第2界磁回路の抵抗(Ω)

第4.11図

路には可変抵抗 R を接続する。この R の値をパラメータとして第4.6図の結線で地絡電流と健全相電圧を電磁オシログラフにて波形撮影し、その結果を第4.7図(別刷)に上より順に健全相電圧、 Q 界磁電流、地絡電流を示す。この電流波形を調和解析してひずみ率を求めた結果を第4.8図に示す。図中点線は第3.3式より求めた計算値で使用した定数は上記4.1の外に

$R_g = 0.89 + R (\Omega)$, $R_f = 0.89 + 9.5 (\Omega)$ (但し R は可変抵抗, $9.5 (\Omega)$ は励磁電流調整のための半固定抵抗)である。

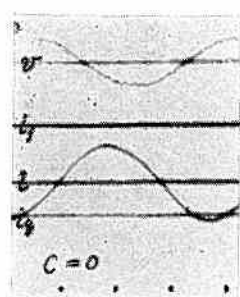
(b) 線間短絡

結線図を第4.9図に示す。線間短絡電流と健全相電圧を界磁抵抗をパラメータとして電磁オシログラフにて波形撮影する。その写真を第4.10図に示す。この電流波形の調和解析より求めたひずみ率を第4.11図に示す。図中点線は第3.5式から求めた計算値で使用した定数は上述(a)と同じであるが、ただ励磁電流を変えたために半固定抵抗は 12Ω で $R_f = 0.89 + 12 (\Omega)$ である。

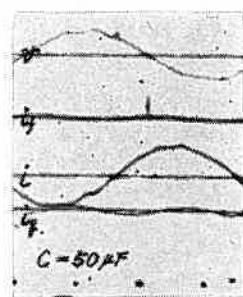
以上(a),(b)共に $R_f = R_g$ の附近でひずみ率が最小となることが了解出来た。しかし零とはならない。その原因として次のことが考えられよう。

(i) 励磁回路の電源インピーダンスが両界磁回路に不平衡を来たして居ること, (ii) 巻線溝効果及び偏心などの機構上より来るもの (iii) 電機子, 界磁間の相互インダクタンスが回転子の回転角度に正弦的に変化する仮定が成立しないこと等で、無負荷端子電圧で8%のひずみ率がある。しかし通常の非凸

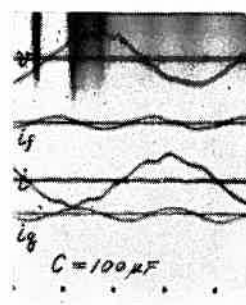
極機は $R_g = \infty$ の場合であるから相当に改善され、特に凸極機の場合より論外に良好で



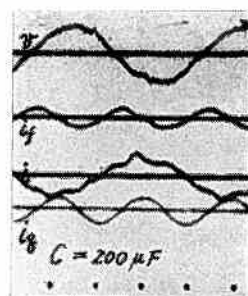
(a)



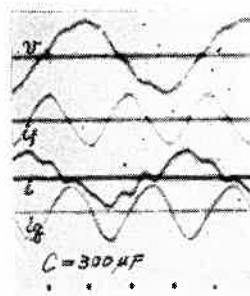
(b)



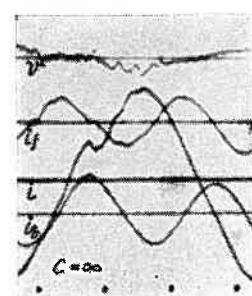
(c)



(d)

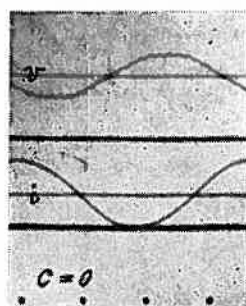


(e)

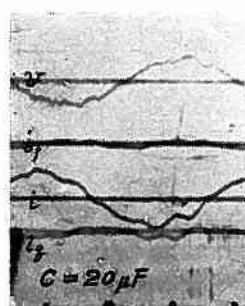


(f)

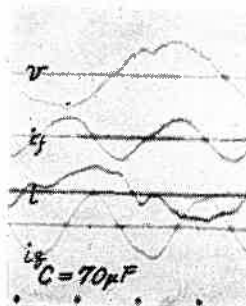
第4.3图



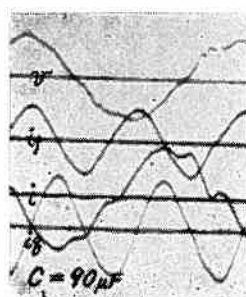
(a)



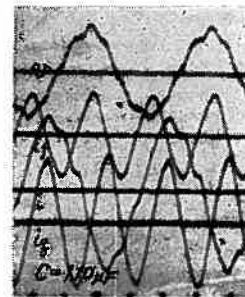
(b)



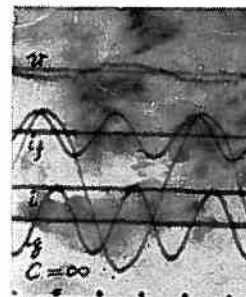
(c)



(d)

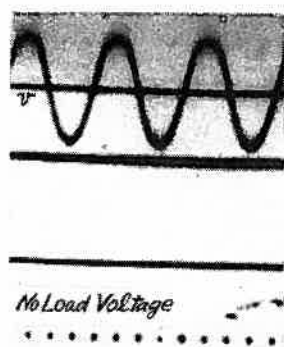


(e)

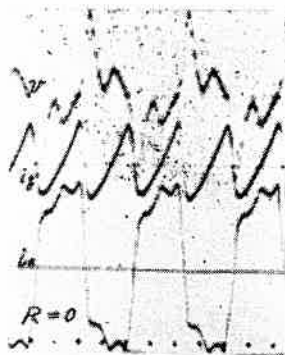


(f)

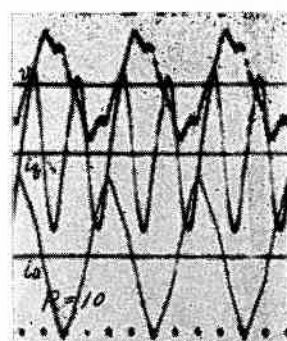
第4.5图



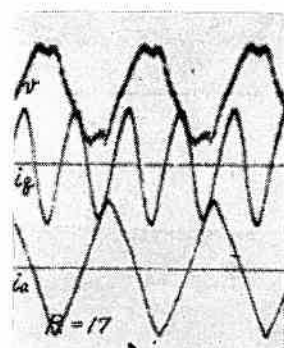
(a)



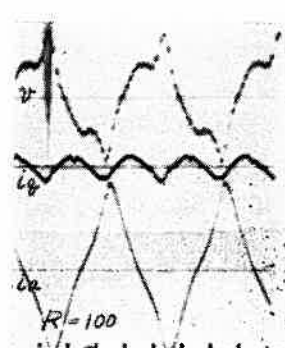
(b)



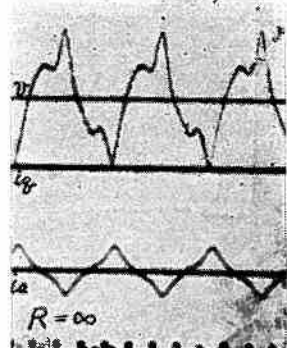
(c)



(d)

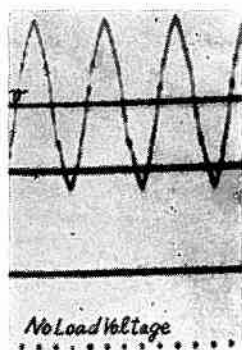


(e)

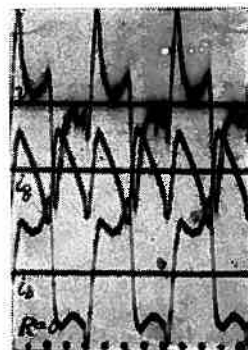


(f)

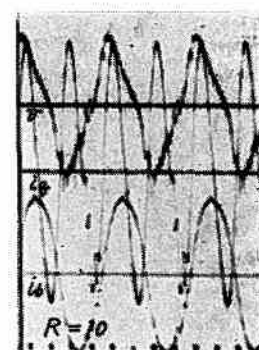
第4.7図



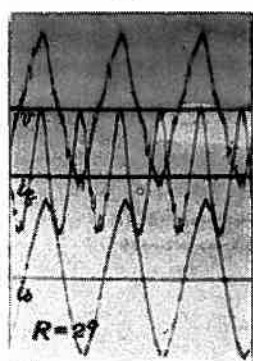
(a)



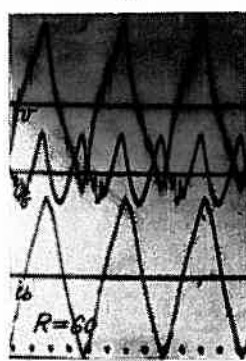
(b)



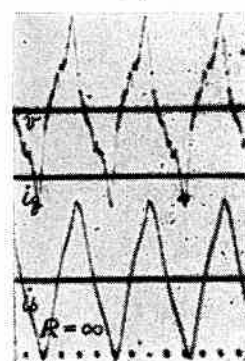
(c)



(d)



(e)



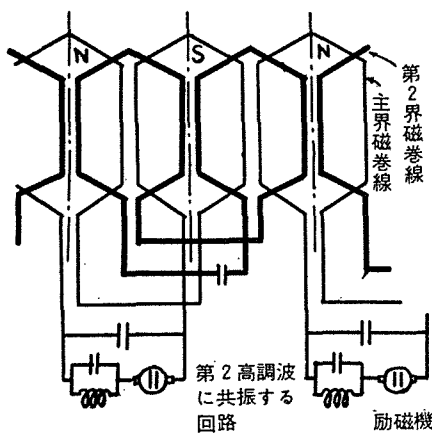
(f)

第.4.10図

ある。

5. 結 言

以上界磁回路を二相巻とした非凸極機は界磁回路に挿入した静電容量により第2正相インピーダンスが大きく変化し、かつ両界磁の定数を等しくすれば第2正相電流が電機子に流れても、第3高調波分が生ぜず、波形が歪まないことを理論的及び実験的に説明した。この性質から勿論消弧装置として用いることが出来る。即ちこの機械の第2正相インピーダンスを適当な値にして系統に接続し第2正相系統周波数に対して直列共振をする様にすれば地絡線間短絡等の故障電流を非常に小さい値に制限することが出来る。上述の実験に於いて簡単化のために従来の方法を踏襲し多くの仮定を挿入したので計算値と実測値の完全な一致を見ない、しかしいずれも同一傾向を示し明かに第2正相インピーダンスが大きくなり、電機子、電位、電流波形が歪ない事が写真より明かである。



第5.1図

実際問題として本論文ではインピーダンス測定に当って直流励磁無しに回転子を外部より同期速度に回転し、受動網的に交流分のみ考えたが実際に発電機として使用するためには界磁回路に直流励磁機が接続されるので、両界磁回路のインピーダンスを等しくするには第5.1図の様に第2高調波に共振した並列共振回路を直列に挿入し、励磁機を交流的に界磁回路より分離しなければならない。

また本論文では定常状態の現象のみを取扱って居り、過渡時及び乱調時については回転子の力学的考慮を払わねばならぬので触れなかった。

最後にこの様な機械は消弧装置のみならず乱調防止機として、その他色々応用面があることを附記する。

(昭和35年9月7日受理)

文 献

- (1) 小林, 山水, 電気学会東北支部連 (昭34).
- (2) 奥田, 山路, 電工論, **2**, No. 3, (昭25).
- (3) 小林, 山水, 電気4学会連大, (昭34)369.
- (4) FORSYTH, DIFFERENTIAL EQUATIONS
- (5) 奥田, 山路, 電工論, **3**, No. 4, (昭26).
- (6) 小林, 山水, 電気4学会連大, (昭35) 599.
- (7) 電工ハンドブック, p.632,
- (8) 前川, OHM, **23**, No. 5, (昭11).
- (9) 小林, 山大紀要(工学), **2**, No. 1 (昭27).
- (10) 別宮, 対称座標法解説コロナ社.
- (11) 藤田, 電気機器(上) 電気学会編.
- (12) 高橋, 電気機器最近の発達, 電気学会編.

The Characteristics of the Second Positive Phase Sequence* Arc Suppressor

Koreyasu KOBAYASHI and Shuichiro YAMAMIZU

Department of Electrical Engineering, Faculty of Engineering

On the non-salient pole synchronous machine with two phase field winding, the second positive phase sequence (shortly denoted by S. P. P. S. in the following) impedance is affected seriously by varying capacity inserted in the field circuits.

And so the machine with the variable S. P. P. S. impedance is used as the arc suppressor. Moreover, this machine acts as the sinusoidal wave generator.

This paper presents how the S. P. P. S. impedance of synchronous machine changes with the field condition.

Its theoretical equations are derived and are compared with the experimental result about the S. P. P. S. impedance. And, in respect to the klirr factor of the armature current under the faults condition, the theoretical and experimental results are discussed.

*The second positive sequence is synonymous with the negative phase sequence on the three phase circuits.